

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-289231

(43)Date of publication of application : 19.10.1999

(51)Int.Cl. H03G 3/30
H03G 3/20
H04B 1/16
H04J 13/00
H04L 27/22

(21)Application number : 10-092140

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 06.04.1998

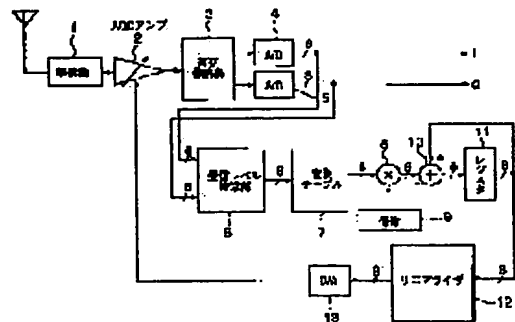
(72)Inventor : ICHIHARA MASAKI

(54) AGC CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an AGC circuit having a high convergence-speed even at the time of suddenly receiving an excess signal.

SOLUTION: In the AGC circuit for correcting the variation of a receiving level by feeding back feedback data based on a deviation between an average receiving level in each slot and a reference value to an AGC amplifier 2, a value larger than a normal value is set as feedback data when the deviation between the average receiving level and the reference value is larger than a prescribed value.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 06.04.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Best Available Copy

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-289231

(43) 公開日 平成11年(1999)10月19日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 3 G 3/30

H 0 3 G 3/30

B

3/20

3/20

C

H 0 4 B 1/16

H 0 4 B 1/16

A

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

R

A

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 7 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願平10-92140

(22) 出願日

平成10年(1998)4月6日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 市原 正貴

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

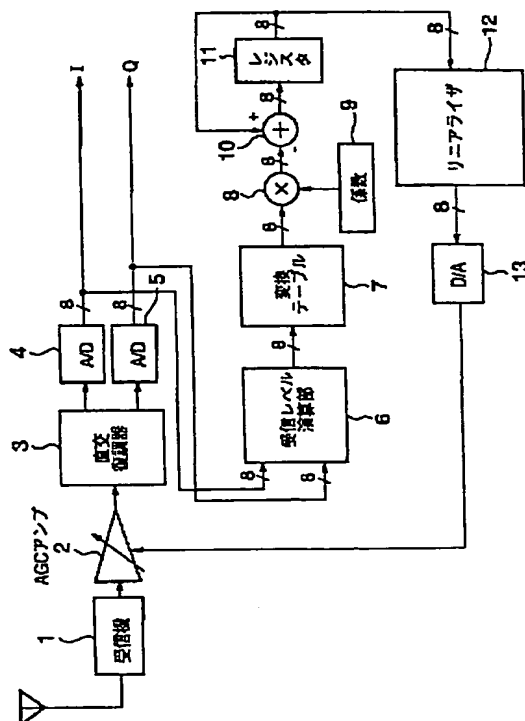
(74) 代理人 弁理士 鈴木 弘男

(54) 【発明の名称】 AGC回路

(57) 【要約】

【課題】 突然に過大な信号を受信した場合でも、収束速度の早いAGC回路を提供することである。

【解決手段】 1スロット単位の受信平均レベルと基準値とのずれに基づいたフィードバックデータをAGCアンプにフィードバックすることによって受信レベル変動を補正するAGC回路において、前記受信平均レベルと前記基準値とのずれが所定値以上である場合には通常よりも大きな値をフィードバックデータとする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1スロット単位の受信平均レベルと基準値とのずれに基づいたフィードバックデータをAGCアンプにフィードバックすることによって受信レベル変動を補正するAGC回路において、前記受信平均レベルと前記基準値とのずれが所定値以上である場合には通常よりも大きな値をフィードバックデータとすることを特徴とするAGC回路。

【請求項2】 前記フィードバックデータを変換テーブルによって得ることを特徴とする請求項1に記載のAGC回路。

【請求項3】 受信レベルをデジタル変換するA/D変換器を有し、前記所定値が該A/D変換器の出力ビット数に依存することを特徴とする請求項1または2に記載のAGC回路。

【請求項4】 前記所定値が10dBであることを特徴とする請求項3に記載のAGC回路。

【請求項5】 請求項1ないし4のいずれか1項に記載のAGC回路を用いたことを特徴とする無線受信機。

【請求項6】 請求項1ないし4のいずれか1項に記載のAGC回路を用いたことを特徴とする携帯電話機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、1スロット単位の受信平均レベルを計算して、基準値とのずれを求め、その結果をAGCアンプにフィードバックすることにより受信レベル変動を補正するAGC回路に関する。

【0002】

【従来の技術】移動通信では、基地局と端末間の距離、端末の移動に依るフェーディング、建物などの障害物によるシャドウイング等の影響で、受信信号強度が大幅に変動する（最大80dBの変動が予想される。）。この信号を安定して受信し、復調・復号処理をするためには、AGC (Automatic Gain Control) 回路を用いて受信レベルを補正し、受信ベースバンド信号を平準化する必要がある。

【0003】このAGC回路は、テレビジョン受信機やラジオなどで従来からごく一般的に使われている回路である。しかしながら、GSM方式やIS95CDMA方式といった携帯電話においては、基地局からの信号はスロット単位で送信され、端末側もスロット単位で受信し、復調処理を行うため、1つのスロット内ではAGCアンプの利得が一定であるように、すなわち、1スロット内の受信信号の相対的強度が一定になるようにAGCをかける必要がある。このようなAGC回路は、従来のアナログ信号処理のみのAGCでは不可能であり、図1に示すデジタル信号処理を含んだ方法が必要である。

【0004】このような構成で作られた従来のAGC回路の例を図1に示す。

【0005】図1はAGCの回路構成概略を示すブロッ

ク図である。

【0006】この図1に示すブロック図は、AGC動作のみを説明するのが目的なので、AGCに直接関わらない余分な部分は省略している。

【0007】この回路では、受信信号はQPSK変調波であり、復調されたベースバンド信号はI（同相成分）とQ（直交成分）の二通り存在している。

【0008】受信した信号は、受信機1でIF信号に落とされた後、AGCアンプ2で増幅または減衰された後に直交復調器3で復調され、I、Qベースバンド信号となる。I、Q信号はそれぞれ8ビットA/D変換器4、5（ここでは仮に8ビットとしておく）でデジタル信号に変換される。

【0009】今、変調方式を、チップレート4.096MHzのCDMAであり、A/D変換器はその4倍の変換レートである、16.384MHzでサンプリングしているものとする。また、スロットの長さは625μsec（すなわち2560チップ）とする。従って、1スロット間では、I、Qそれぞれ2560×4=10240個のサンプルが得られる。

【0010】以上のデジタルI、Q信号から、受信レベル演算部6で、1スロット間の平均受信レベルを算出し、その結果を8ビットのストレートバイナリーコードとして出力する。

【0011】受信レベル演算部6では以下のように平均受信レベルが計算される（これは1つの例である）。

【0012】デジタルI、Q信号は正負のピークtoピークで8ビットの信号であるから、まず絶対値を求める。絶対値の最大値は、正負に完全に飽和して矩形波の状態の時に生じる。その値は、I、Qそれぞれバイナリー表記で「01111111」（すなわち10進数の127）である。

【0013】受信振幅Aの計算は、本来、数1で行うべきであるが、この計算をハードウェアで実現するのは困難なため、数2に示す近似値A'を採用する。

【0014】

【数1】

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

【0015】

【数2】

$$A' = \text{Max}(|I|, |Q|) + \frac{\text{Min}(|I|, |Q|)}{2}$$

AとA'との誤差の状況を図2に示す。

【0016】図2中の円（系列3）は、Aの値を1に正規化した場合の、ベクトル（I，Q）をプロットした結果である。これに対応するA'の振幅を各ベクトル上にプロットしたものが系列1の図形に相当する。

【0017】図2からわかるように、A'は常にAより

やや大きい値であり、平均的に約1.087倍、デシベルで示せば、約0.723 dB大きい。この程度の誤差は、AGC回路としては問題ではなく、特に、1スロット(4×2560サンプル=10240サンプル)以上の多サンプルの平均受信レベルを求める場合は、定常的に0.723 dB大きめの数字になるとして処理できる。

【0018】次に1スロット間の受信平均レベルの計算方法について述べる。

【0019】平均受信レベルはA'の値を1スロット積算した結果を積算数で割って求める。積算数は1スロットの場合、

$$4 \times 2560 = 10240$$

であるが、この数による割り算は困難なため、もっとも近い2のべき乗である

$$2^{13} = 8192$$

を用いる。

【0020】すなわち13ビット右シフトを行う。すなわち、近似振幅A'を1スロット分(10240サンプル)積算し、13ビット右シフトした結果が、受信レベル演算部6の出力である。

【0021】以上の演算によって得られる最大値Amaxは、I、Qの最大値が127であることから、数3で表わされる。この値は8ビットのストレートバイナリで表現可能である。

【0022】

【数3】

$$A_{\max} = \left(127 + \frac{127}{2}\right) \times 10240 \div 8192 \approx 237$$

以上の様に、平均受信レベルの計算は、振幅の平均値しかも近似値を用いている。

【0023】しかし、本来は受信電力の平均を求めてこれより受信レベルを決定するのが筋である。ところが、受信電力の計算は適当な近似方法が無く困難であり、やむなく振幅平均近似値を用いている。そこで、ここでは、電力平均と振幅平均による受信レベル値の差を検証

$$d = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{R^2}}{R} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{2 \cdot b_0}}{\sqrt{\frac{b_0 \cdot \pi}{2}}} \right) = 20 \cdot \log \left(\sqrt{\frac{4}{\pi}} \right) \approx 1.05 \text{ dB}$$

すなわち、振幅平均で計算した受信レベルに、1.05 dBを加えたものが電力平均で計算した受信レベルになる。

【0030】次にAGCの制御目標となる基準レベルの決定方法について述べる。

【0031】例えばCDMA受信信号のピークファクタはシングルコードの場合で6 dB程度である。大勢のユーザーが使用した場合、例えば32人では、ピークファクタは30 dB増加して36 dBとなる。しかしなが

する。

【0024】基地局からの受信信号Sは、数4のように同相成分と直交成分とに分けて記述できる。

【0025】

【数4】

$$S = I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

CDMAの場合、I(t)とQ(t)は、多数の独立な通話チャンネル、干渉波、ノイズの和であるため、中心極限定理が成り立ち、それぞれガウス分布すると仮定できる。このように、直交する成分が互いに独立なガウス分布である場合、その合成信号の振幅分布はレイリー分布になる。振幅Rがレイリー分布する場合、確率密度分布は数5で与えられる。

【0026】

【数5】

$$P(R) = \frac{R}{b_0} \cdot \exp \left(-\frac{R^2}{2 \cdot b_0} \right)$$

数5において、b0は正の定数である。これより、電力平均は(中間の計算は省略)、数6となる。

【0027】

【数6】

$$\overline{R^2} = \int_0^\infty R^2 \cdot \frac{R}{b_0} \cdot \exp \left(-\frac{R^2}{2 \cdot b_0} \right) \cdot dR = 2b_0$$

一方振幅平均は(中間の計算は省略)、数7となる。

【0028】

【数7】

$$\overline{R} = \int_0^\infty R \cdot \frac{R}{b_0} \cdot \exp \left(-\frac{R^2}{2 \cdot b_0} \right) \cdot dR = \sqrt{\frac{b_0 \cdot \pi}{2}}$$

以上より、電力平均による受信レベルと振幅平均に依る受信レベルのdB差を求めると数8になる。

【0029】

【数8】

ら、減多に発生しないピークのためにダイナミックレンジを浪費するのは得策ではない。このため、実用上の見地から、ピークファクタを10~12 dB程度とするのが妥当と考えられる。これに、AGCのトラッキングエラーを6 dB程度見積もり、全体で、ピーク値より18 dB落ちのところを平均受信レベルの基準値とするのが妥当であろう。以上より基準値Arefを求めると、数9となる。

【0032】

【数9】

$$A_{ref} = \frac{A_{max}}{10^{\frac{18}{20}}} = 29.6$$

これはほぼ2の5乗である32に近いので、簡単のため32を基準値として採用する。29.6の代わりに32を用いた場合のdB誤差は、約0.68dBであるが、この値は、近似計算によるdB誤差0.723dBをほぼ打ち消す値である。

【0033】受信レベル演算部6で算出された平均受信レベルを基準レベルと比較することによって、AGC制御値に対するフィードバック量を決定する。AGCアンプ2はD/A変換器13の設定値が大きいほど利得が大きいとする。リニアライザ12は、AGCアンプ2の制御電圧対利得特性の非線形正を補正する回路であり、本発明とは直接関係がないので、説明を省略する。

【0034】要するに、AGCアンプ2は、フィードバック値をアキュムレータ（加算器10とレジスタ11とからなる。）で積算した結果であるAGC制御値をリニアライザ12で補正後、D/A変換器13で電圧に変換したAGC制御電圧で制御される。

【0035】従って、平均受信レベルが基準レベルより大きい場合は、フィードバック量は+、その逆では-である。しかしながら、AGC制御値はdBに対応しているので、平均受信レベルと基準レベルとの単なる差をフィードバック値として用いたのではだめである。

【0036】フィードバック値は、平均受信レベルを基準レベルで割った値を元にdBに対応した値である必要がある。この演算をハード的に実現するのは困難であるから、実際の回路では8ビットの平均受信レベルを入力アドレスとする変換テーブル7を用いて実現している。

【0037】変換テーブル7の出力は平均受信電力と基準値とのdB差になっており、これに適当な係数9を乗算器8で掛け合わせた結果をアキュムレータ（加算器10とレジスタ11とからなる。）で積算し、この結果を用いて、リニアライザ12、D/A変換器13を通してAGCアンプ2を制御している。この制御は、1スロット単位で行われる。

【0038】

【発明が解決しようとする課題】以上説明した従来の回路では次のような問題点がある。

【0039】すなわち、直交復調器3のダイナミックレンジが有限であり、かつ、A/D変換器4、5のビット数（例えば8ビット）が限定されているため、基準レベルに比べて過大な入力信号がきた場合には図3に示すように飽和が生じる。このため、図4に示すように基準レベルよりも例えば10数dB以上の入力では、本来あるべき値（点線）よりもかなり少ない目の値（実線）をフィードバックデータとして採用してしまう。この結果過大な受信信号の場合は、AGC回路の収束が遅くなるとい

う問題が生じる。

【0040】本発明は上記の点にかんがみてなされたもので、突然に過大な信号を受信した場合でも、収束速度の早いAGC回路を提供することを目的とする。

【0041】

【課題を解決するための手段】本発明は上記の目的を達成するために、1スロット単位の受信平均レベルと基準値とのずれに基づいたフィードバックデータをAGCアンプにフィードバックすることによって受信レベル変動を補正するAGC回路において、前記受信平均レベルと前記基準値とのずれが所定値以上である場合には通常よりも大きな値をフィードバックデータとすることを特徴とする。

【0042】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

【0043】本発明は、1スロット単位の受信平均レベルを計算して、基準値とのずれを求め、その結果をAGCアンプにフィードバックすることにより受信レベル変動を補正するAGC回路に関する。受信平均レベルと基準値とのdB誤差を計算し、フィードバックデータを求める回路は従来でも用いられている。しかし、従来の同等方式では、単純なdB変換テーブルを用いるのに対して、本発明では、受信平均レベルが基準値より所定dB（例えば10dB）以上大きい場合に、通常のdB計算で求まる値よりも大きなフィードバックデータとなるような変換テーブルを用いることを特徴としている。

【0044】本実施の形態の構成は、図1に示した従来例の構成とほとんど同じである。異なっているのは図1中の変換テーブル7に書き込んであるフィードバックデータの値である。このため、以下の説明でも図1を参照する。

【0045】図5に、変換テーブル7に書き込んであるフィードバックデータの従来例と本実施の形態との違いを示す。

【0046】図5の横軸は受信平均レベルであり、8ビットのストレートバイナリーコードで表せる範囲の値である。横軸の値32が基準レベルである。図5において、破線が従来例、実線が本実施の形態である。

【0047】図5から明らかなように、受信平均レベルの計算値は、基準値から10dB以上においては、A/D変換器の飽和の影響で、本来のレベルよりも少ない目の値になる。図5の実線はこれを補正するために、基準値より10dB以上大きい受信平均レベルにおいては、通常に計算されるdB値よりも徐々に大きいフィードバックデータを与えるようにしてある。

【0048】すなわち、本実施の形態では、受信平均レベルが基準値よりもたとえば10dB以上大きい場合には、A/D変換器の飽和があるものと見なして、通常の計算で得られる値を上回るフィードバックデータを使用

するようにしている。

【0049】以下、本実施の形態の動作について説明する。

【0050】図1はAGCの回路構成概略を示すブロック図である。

【0051】この図1に示すブロック図は、AGC動作のみを説明するのが目的なので、AGCに直接関わらない余分な部分は省略している。

【0052】この回路では、受信信号はQPSK変調波であり、復調されたベースバンド信号はI（同相成分）とQ（直交成分）の二通り存在している。

【0053】受信した信号は、受信機1でIF信号に落とされた後、AGCアンプ2で増幅または減衰された後に直交復調器3で復調され、I、Qベースバンド信号となる。I、Q信号はそれぞれ8ビットA/D変換器4、5（ここでは仮に8ビットとしておく）でデジタル信号に変換される。

【0054】今、変調方式を、チップレート4.096MHzのCDMAであり、A/D変換器はその4倍の変換レートである、16.384MHzでサンプリングしているものとする。また、スロットの長さは625μsec（すなわち2560チップ）とする。従って、1スロット間では、I、Qそれぞれ $2560 \times 4 = 10240$ 個のサンプルが得られる。

【0055】以上のデジタルI、Q信号から、受信レベル演算部6で、1スロット間の平均受信レベルを算出し、その結果を8ビットのストレートバイナリーコードとして出力する。

【0056】受信レベル演算部6では、従来例で説明したのと同様に、平均受信レベルが計算される。

【0057】そして、受信レベル演算部6で算出された平均受信レベルを基準レベルと比較することによって、AGC制御値に対するフィードバック量を決定する。AGCアンプ2はD/A変換器13の設定値が大きいほど利得が大きいとする。リニアライザ12は、AGCアンプ2の制御電圧対利得特性の非線形正を補正する回路である。

【0058】AGCアンプ2は、フィードバック値をアキュムレータ（加算器10とレジスタ11とからなる。）で積算した結果であるAGC制御値をリニアライザ12で補正後、D/A変換器13で電圧に変換したAGC制御電圧で制御される。

【0059】従って、平均受信レベルが基準レベルより大きい場合は、フィードバック量は+、その逆では-である。しかしながら、AGC制御値はdBに対応しているので、平均受信レベルと基準レベルとの単なる差をフ

ィードバック値として用いたのではだめである。

【0060】フィードバック値は、平均受信レベルを基準レベルで割った値を元にdBに対応した値である必要がある。この演算をハード的に実現するのは困難であるから、実際の回路では8ビットの平均受信レベルを入力アドレスとする変換テーブル7を用いて実現している。

【0061】変換テーブル7の出力は平均受信電力と基準値とのdB差になっているが、さらに、上述のように、受信平均レベルが基準値よりもたとえば10dB以上大きい場合には、通常のdB値よりも徐々に大きいフィードバックデータを出力するようになっている。

【0062】そして、変換テーブルの出力に適当な係数9を乗算器8で掛け合わせた結果をアキュムレータ（加算器10とレジスタ11とからなる。）で積算し、この結果を用いて、リニアライザ12、D/A変換器13を通してAGCアンプ2を制御している。この制御は、1スロット単位で行われる。

【0063】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、突然に過大な信号を受信した場合でも、従来例に比べてAGCの収束速度を早めることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】AGCの回路構成概略を示すブロック図である。

【図2】受信振幅Aと近似値A'との誤差の状況を示す図である。

【図3】基準レベルに比べて過大な入力信号がきた場合の飽和について示す図である。

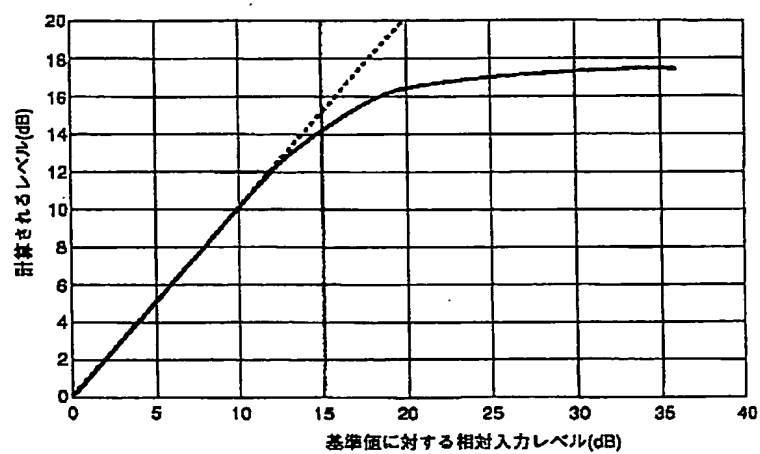
【図4】基準レベルに比べて過大な入力信号がきた場合のフィードバックデータについて説明する図である。

【図5】変換テーブルに書き込んであるフィードバックデータの従来例と本実施の形態との違いを示す図である。

【符号の説明】

- 1 受信機
- 2 AGCアンプ
- 3 直交復調器
- 4、5 A/D変換器
- 6 受信レベル演算部
- 7 変換テーブル
- 8 乗算器
- 9 係数
- 10 加算器
- 11 レジスタ
- 12 リニアライザ
- 13 D/A変換器

【図4】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁶
H04L 27/22

識別記号

FI
H04L 27/22

Z

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.